

SWITCHING POWER SUPPLY DEVICE

Publication number: JP10127050 (A)

Publication date: 1998-05-15

Inventor(s): NINO SHINICHI +

Applicant(s): DENSO CORP +

Classification:


- international: **F02D45/00; H02J1/00; H02M3/155; F02D45/00; H02J1/00; H02M3/04; (IPC1-7): F02D45/00; H02J1/00; H02M3/155**

- European:

Application number: JP19960276427 19961018

Priority number(s): JP19960276427 19961018

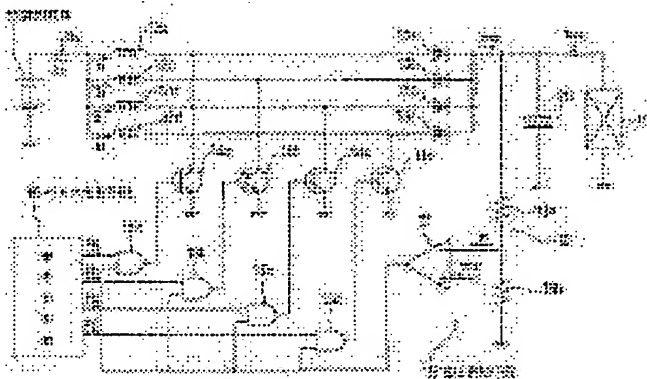
Also published as:

 **JP3613907 (B2)**

Abstract of JP 10127050 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To miniaturize an entire device and to reduce cost by eliminating the need for using a large-capacity capacitor for suppressing the pulsation of an input current.

SOLUTION: A total of each four reactors 12a-12d and diodes 13a-13d for preventing return are connected in parallel between an input terminal T_{in} that is connected to an onboard battery 11 and an output terminals T_{out} where a load R is connected, and transistors 14a-14d for chopping are connected corresponding to the reactors 12a-12d. The on-timing of the transistors 14a-14d is determined by drive signals Pa-Pd whose phase is shifted by $\pi/2$ being outputted from a signal generator 16, while the off-timing is determined by a low-level signal outputted from a comparison circuit 17 when an output voltage reaches 48v or higher, thus switching the transistors 14a-14d while they are shifted by $\pi/2$ each.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H 0 2 M 3/155		H 0 2 M 3/155	W
			F
F 0 2 D 45/00	3 6 8	F 0 2 D 45/00	3 6 8 C
H 0 2 J 1/00	3 0 6	H 0 2 J 1/00	3 0 6 D

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平8-276427

(22) 出願日 平成8年(1996)10月18日

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 仁野 新一

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

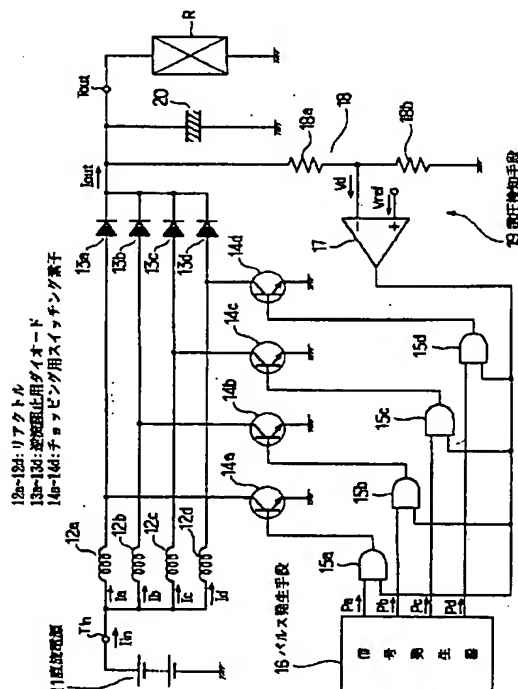
(74) 代理人 弁理士 佐藤 強

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【課題】 入力電流の脈動を抑制するために大容量のコンデンサを用いる必要をなくして装置全体の小型化及びコストダウンを実現すること。

【解決手段】 車載バッテリー11に接続された入力端子Tinと、負荷Rが接続される出力端子Toutとの間には、合計4個ずつのリアクトル12a~12d及び逆流阻止用ダイオード13a~13dの各対が並列に接続され、各リアクトル12a~12dと対応してチョッピング用のトランジスタ14a~14dが接続される。各トランジスタ14a~14dのオンタイミングは、信号発生器16から出力される $\pi/2$ ずつ位相がずれた駆動信号Pa~Pdにより決定され、オフタイミングは出力電圧が4.8V以上となったときに比較回路17から出力されるローレベル信号により決定される。これにより、トランジスタ14a~14dは $\pi/2$ ずつ位相がずれた状態でスイッチング動作される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の出力電圧をリアクトル、逆流素子用ダイオード及びチョッピング用スイッチング素子を利用して昇圧するようにしたスイッチングレギュレータ方式の電源装置において、

昇圧比を n 倍 (n は 2 以上の整数) に設定する場合に、並列接続された n 個のリアクトルとこれらリアクトルとそれぞれ対応された n 個のチョッピング用スイッチング素子を設け、

前記 n 個のチョッピング用スイッチング素子を、 $2\pi/n$ ずつ位相がずれた状態でスイッチング動作させる制御手段を設けたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】 前記制御手段は、

前記 n 個のチョッピング用スイッチング素子のオンタイミングを決定するための $2\pi/n$ ずつ位相がずれた状態の n 種類の駆動パルスを発生するパルス発生手段と、出力電圧が設定電圧以上となったときに前記チョッピング用スイッチング素子をオフさせるための信号を発生する電圧検知手段とにより構成されていることを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング用電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、リアクトル、逆流素子用ダイオード及びスイッチング素子を使用したスイッチングレギュレータ方式の昇圧型スイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 図 3 には、従来の昇圧型スイッチング電源装置の一例が示されている。この図 3 に示した装置は、車載用のバッテリー 1 の出力電圧 (12V) を 4 倍の 48V に昇圧して出力端子 T_{out} から出力するためのもので、基本的な構成要素として、入力端子 T_{in} と出力端子 T_{out} との間に接続されたリアクトル 2 及び逆流阻止用のダイオード 3 と、ダイオード 3 のアノード側とグランド端子との間に接続されたチョッピング用トランジスタ 4 (npn 形) とを備えて成る。

【0003】 トランジスタ 4 は、AND 回路 5 からベース信号を受けるようになっており、その AND 回路 5 の一対の入力端子には、信号発生器 6 及び比較回路 7 からの各出力が与えられるようになっている。この場合、信号発生器 6 は、トランジスタ 4 のオンタイミングを決定するための駆動パルス P_z (図 4 (a) 参照) を出力する。また、比較回路 7 は、ハイインピーダンスの分圧回路 8 を介して与えられる分圧電圧 V_d (出力端子 T_{out} からの出力電圧に比例) と、図示しない基準電圧発生回路から与えられる基準電圧 V_{ref} (出力端子 T_{out} からの出力電圧レベル (= 48V) を決定するために設定される電圧) とを比較し、 $V_d \leq V_{ref}$ の関係にある期間のみハイレベル信号を出力する構成となっている。

【0004】 さらに、出力端子 T_{out} 側には周知の平滑

用コンデンサ 9 が接続され、入力端子 T_{in} 側には入力電流の脈動を抑制するための平滑用コンデンサ 10 が接続される。尚、R は出力端子 T_{out} とグランド端子との間に接続された負荷である。

【0005】 上記のような構成では、信号発生回路 6 から出力される駆動パルス P_z が立ち上がった状態にあり、且つ出力電圧レベルが 48V 未満にある期間 ($V_d \leq V_{ref}$ の関係にある期間) のみ、AND 回路 5 からハイレベル信号が出力されてトランジスタ 4 がオンされる。トランジスタ 4 のオン期間には、バッテリー 1 からリアクトル 2 及びトランジスタ 4 を通じて電流が流れ、トランジスタ 4 のオフ期間には、リアクトル 2 に蓄積されたエネルギーに応じた電流がダイオード 3 を通じて流れることになる。

【0006】 出力端子 T_{out} に抵抗性の負荷 R が接続された状態においては、トランジスタ 4 が、図 4 (b) に示すように周期的にオンオフ動作されるようになり、これに応じてリアクトル 2 に流れる電流 I₁ は図 4 (c) に示すように変動することになる。尚、図 4 には、信号発生器 6 からの駆動パルス P_z の波形、トランジスタ 4 のオンオフ波形、リアクトル 2 に流れる電流 I₁ の波形、バッテリー 1 のからの入力電流 I_{in} の波形、ダイオード 3 を通じて流れる出力電流 I_{out} の波形 (コンデンサ 9 による平滑前の波形) を示す。

【0007】 ここで、リアクトル 2 のインダクタンスを L、その両端電圧を V、リアクトル 2 に流れる電流の時間微分値を $\Delta I / \Delta t$ とした場合、 $V = L \cdot \Delta I / \Delta t$ という関係が成立するから、トランジスタ 4 のオン期間における電流 I₁ の勾配は、 $12V / L$ で得られる。また、トランジスタ 4 のオフ期間における電流 I₁ の勾配は、 $(48V - 12V) / L = 36V / L$ となる。従って、その電流 I₁ の立ち上がり時の勾配の傾きは、立ち下がり時の勾配の 1/3 倍になる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 上記のような従来構成においては、出力側に出力電流 I_{out} を平滑するための平滑用コンデンサ 9 を設けることは勿論のこと、入力側にも平滑用コンデンサ 10 を接続する必要がある。即ち、コンデンサ 10 を接続しない構成では、入力電流 I_{in} が大きく脈動することに起因して電源ラインに大きなノイズが誘起されることになるため、このノイズが他の電子回路装置に悪影響を及ぼす可能性が高くなる。従って、このような事情に対処するために、入力側にもコンデンサ 10 を接続して、入力電流 I_{in} の脈動を図 4 (d) に示すように抑制する必要があるが出てくる。

【0009】 ところで、上述したような入力電流 I_{in} の脈動抑制機能を十分に発揮するためには、平滑用コンデンサ 10 として大容量のものを使用する必要があるが出てくるが、一般的に大容量のコンデンサは、回路部品として比較的高価でしかも大形の部品であるため、これが装置全

体の小形化やコストダウンの障害になるという問題点となっていた。

【0010】本発明は上記のような事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、入力電流の脈動を抑制するために大容量のコンデンサを用いる必要がなくなって、装置全体の小形化及びコストダウンを実現可能になるなどの効果を奏するスイッチング電源装置を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】一般的に、直流電源の出力電圧をリアクトル、逆流素子用ダイオード及びチョッピング用スイッチング素子を利用して昇圧するようにしたスイッチングレギュレータ方式の電源装置は、チョッピング用スイッチング素子のオン期間に直流電源からリアクトル及び当該スイッチング素子を通じて電流が流れ、上記スイッチング素子のオフ期間にリアクトルに蓄積されたエネルギーに応じた電流が逆流素子用ダイオードを通じて流れるという動作が繰り返されることにより、直流電源の出力電圧が昇圧されるものである。

【0012】請求項1記載の構成によれば、並列接続された n 個のリアクトルとそれぞれ対応された n 個のチョッピング用スイッチング素子が、制御手段によって $2\pi/n$ ずつ位相がずれた状態でスイッチング動作され、これに応じて n 倍の昇圧比が得られる。このようなスイッチング動作が行われた場合、各リアクトルに流れる電流の増減タイミングが互いにずれた状態となるため、それらリアクトルに流れる電流の合成電流、つまり直流電源からの入力電流の波形は、全体として脈動が少ない状態の波形となる。この結果、入力電流の脈動に起因して電源ラインに大きなノイズを誘起する虞が小さくなるため、従来構成のように大容量の平滑用コンデンサを設ける必要がなくなり、以て装置全体の小形化及びコストダウンを実現できるようになる。

【0013】請求項2記載の構成によれば、パルス発生手段が発生する駆動パルスによって、 n 個のチョッピング用スイッチング素子のオンタイミングの位相が $2\pi/n$ ずつずれるように制御され、また、出力電圧が設定電圧以上となったときに、電圧検知手段が発生する信号により上記チョッピング用スイッチング素子がオフされるようになる。このため、チョッピング用スイッチング素子のオン期間の制御が正確に行われるようになって、出力電圧レベルの制御精度が高くなる。

【0014】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施例について図1及び図2を参照しながら説明する。即ち、この実施例は、電気自動車内に設けられる各種の回路装置を駆動するためのスイッチング電源装置を対象としたものであり、電源電圧を12Vから48Vに昇圧する例（昇圧比が4倍の例）を示している。

【0015】図1において、直流電源である車載用バッ

テリ11（定格出力電圧12V）のプラス側端子に接続された入力端子Tinには、合計4個のリアクトル12a～12dの一端側が接続されており、これらリアクトル12a～12dの他端側は、それぞれ逆流阻止用ダイオード13a～13dを個別に介して出力端子Toutに接続されている。また、ダイオード13a～13dの各アノード側とグランド端子との間には、チョッピング用スイッチング素子としてのnpn形トランジスタ14a～14dのコレクタ・エミッタ間が接続されている。尚、バッテリー11のマイナス側端子はグランド端子に接続される。

【0016】上記トランジスタ14a～14dは、それぞれ対応されたAND回路15a～15dからベース信号を受けるようになっている。AND回路15a～15dは、各一方の入力端子に、信号発生器16の出力端子Qa～Qdからの出力がそれぞれ与えられと共に、各他方の入力端子に、比較回路17からの出力が与えられるようになっている。

【0017】上記信号発生器16は、本発明でいうパルス発生手段に相当するもので、その出力端子Qa～Qdから、トランジスタ14a～14dのオンタイミングを決定するための駆動パルスPa～Pd（図2（a）、

（d）、（g）、（j）参照）を出力する構成となっている。この場合、各駆動パルスPa～Pdは、互いの位相が $\pi/2$ （90°）ずつずれた状態とされている。

【0018】また、比較回路17は、分圧回路18とで本発明でいう電圧検知手段19を構成するもので、その分圧回路18を介して与えられる分圧電圧Vd（出力端子Toutからの出力電圧に比例）と、図示しない基準電圧発生回路から与えられる基準電圧Vref（出力端子Toutからの出力電圧レベル（＝48V）を決定するために設定される電圧）とを比較し、 $Vd \leq Vref$ の関係にある期間のみハイレベル信号を出力する構成となっている。尚、上記分圧回路18は、出力端子Toutとグランド端子との間に抵抗18a及び18bの直列回路を接続することにより構成されたもので、そのインピーダンスは十分に高く設定されている。

【0019】出力端子Tout側には、ダイオード13a～13dを通じた出力電流を平滑するための平滑用コンデンサ20が接続されており、この出力端子Toutとグランド端子との間には負荷Rが接続される。

【0020】上記のような構成によれば、トランジスタ14a～14dとそれぞれ対応されたAND回路15a～15dからは、信号発生回路16から出力される駆動パルスPa～Pdが立ち上がった状態にあり、且つ出力電圧レベルが48V未満にある期間（ $Vd \leq Vref$ の関係にある期間）のみハイレベル信号が出力される。この場合、上記駆動パルスPa～Pdは、その位相が $\pi/2$ ずつずれた状態となっているから、各トランジスタ14a～14dは、図2に示すように、 $\pi/2$ ずつ位相がず

5

れた状態でオンされるようになる。

【0021】各トランジスタ14a~14dのオン期間には、バッテリー11からリアクトル12a~12dに電流が供給され、トランジスタ14a~14dのオフ期間には、リアクトル12a~12dに蓄積されたエネルギーに応じた電流がそれぞれに対応したダイオード13a~13dを通じて流れることになる。

【0022】出力端子T_{out}に抵抗性の負荷Rが接続された状態においては、トランジスタ14a~14dが周期的にオンオフ動作されるようになり、これに応じてリアクトル12a~12dにそれぞれ流れる電流I_a~I_dは図2(c)、(f)、(i)、(l)に示すように変動することになる。尚、図2には、信号発生器16からの駆動パルスP_a~P_dの波形、トランジスタ14a~14dのオンオフ波形、リアクトル12a~12dに流れる電流I_a~I_dの波形、バッテリー11のからの入力電流I_{in}の波形、ダイオード13a~13dを通じて流れる合計出力電流I_{out}の波形(平滑用コンデンサ20による平滑前の波形)を示す。

【0023】ここで、バッテリー11の出力電圧12vを48vに昇圧する場合、従来構成の説明で述べたと同様に、トランジスタ14a~14dのオン期間における電流I_a~I_dの各立上がり勾配は、トランジスタ14a~14dのオフ期間における電流I_a~I_dの各立ち下がり勾配の1/3倍になることが分かる。

【0024】ところで、入力電流I_{in}は、各リアクトル12a~12dに流れる電流I_a~I_dの総和に相当するものであるが、上記構成のように、同じ割合で直線的な増減を繰り返す各電流I_a~I_dの位相が $\pi/2$ ずつずれた状態となっていた場合には、入力電流I_{in}(=I_a+I_b+I_c+I_d)の波形は図2(m)に示すようにフラットな直流となる。この結果、入力電流I_{in}の脈動に起因して電源ラインに大きなノイズが誘起される事態を招く虞がなくなる。

【0025】従って、入力電流I_{in}の変動を抑制するために、従来構成のように大容量の平滑用コンデンサ10(図3参照)を設ける必要がなく、また、平滑用のコンデンサを設けるとしても小容量のもので済むから、装置全体の小型化及びコストダウンを実現できるようになる。尚、本実施例では、トランジスタ14a~14dなどの回路素子数が従来構成より増えているが、例えば、トランジスタ14a~14d自体は従来構成のトランジスタ4(図3参照)より小容量のもので済むようになる

6

から、トータルで見ればコストダウンを実現できる。

【0026】また、信号発生器16から出力される4種類の駆動パルスP_a~P_dによって、4個のトランジスタ14a~14dのオンタイミングの位相が $\pi/2$ ずつずれるように制御し、また、出力電圧が48v以上となったときに、電圧検知手段19内の比較回路17から出力される信号(ローレベル信号)により上記トランジスタ14a~14dをオフする制御を行う構成としたから、トランジスタ14a~14dのオン期間の制御を正確に実行できるようになる。この結果、出力電圧レベルの制御精度が高くなると利点もある。

【0027】さらに、トランジスタ14a~14dのスイッチング周波数を小さくした場合でも従来と同等の出力を得る構成が可能であり、このようにスイッチング周波数を下げた場合には、スイッチングノイズの発生を抑制できると共に、全体のスイッチング損失を低減できる利点が出てくる。しかも、トランジスタ14a~14d或いはダイオード13a~13dの何れかで故障が発生した場合でも、出力レベルがある程度以上のレベルに保持されるから、フェイルセーフ機能が得られるという副次的効果も期待できるようになる。

【0028】尚、本発明は上記した実施例に限定されるものではなく、次のような変形または拡張が可能である。上記実施例では、昇圧比を4倍に設定する例で説明したが、整数倍であれば任意に設定可能である。つまり、昇圧比をn倍(nは2以上の整数)に設定する場合には、リアクトル、逆流素子用ダイオード及びチョッピング用スイッチング素子をn個ずつ設ければ良い。また、チョッピング用スイッチング素子としてはバイポーラトランジスタに限らず、他の半導体スイッチング素子を利用することもできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す電気回路構成図

【図2】各部波形を示すタイミングチャート

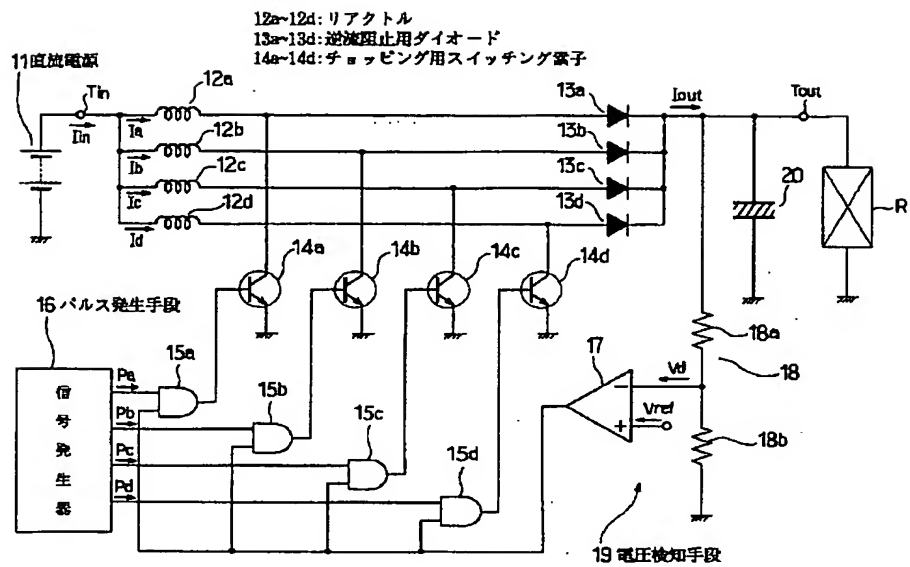
【図3】従来例を示す電気回路構成図

【図4】各部波形を示すタイミングチャート

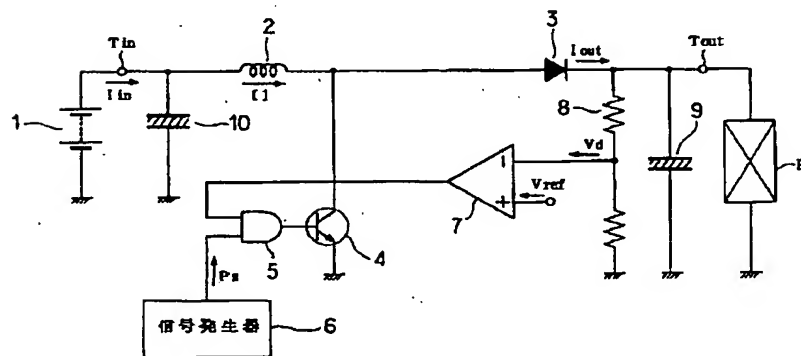
【符号の説明】

図面中、11は車載用バッテリー(直流電源)、12a~12dはリアクトル、13a~13dは逆流阻止用ダイオード、14a~14dはトランジスタ(チョッピング用スイッチング素子)、16は信号発生器(パルス発生手段)、17は比較回路、18は分圧回路、19は電圧検知手段を示す。

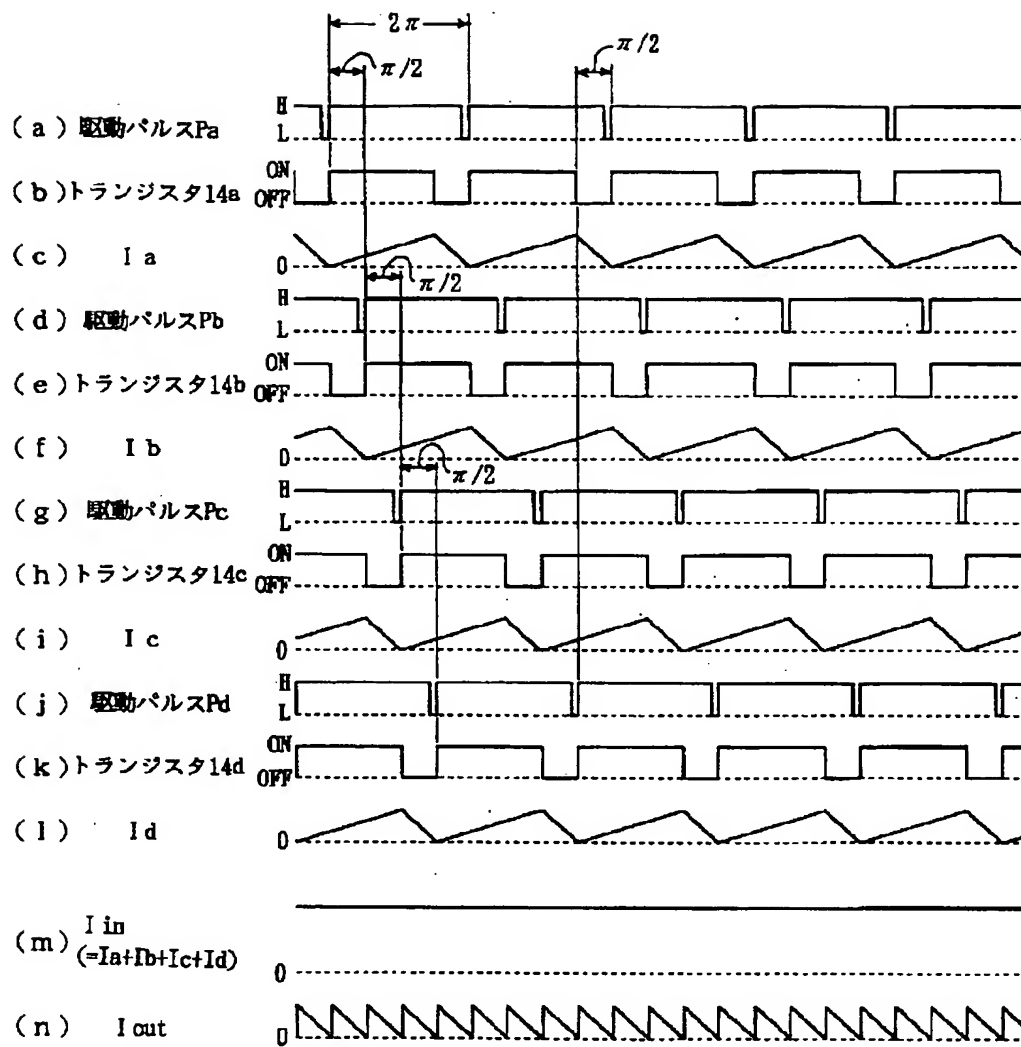
【図1】



【図3】



【図2】



【図4】

